

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 11055166 A

(43) Date of publication of application: 26.02.99

(51) Int. Cl

H04B 7/005
H03M 13/12
H04B 1/10
H04B 7/08
H04L 27/22

(21) Application number: 09211068

(71) Applicant: SONY CORP

(22) Date of filing: 05.08.97

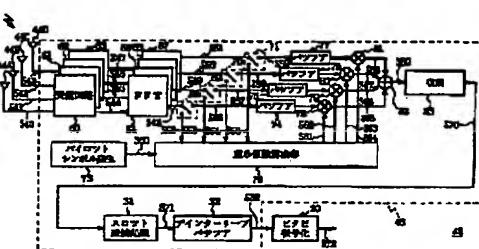
(72) Inventor: SAKOTA KAZUYUKI
SUZUKI MITSUHIRO

**(54) RECEPTION EQUIPMENT, RADIO
COMMUNICATION SYSTEM AND
COMMUNICATION METHOD**

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To exactly restore transmitted information bits by removing the effects of interference waves.

SOLUTION: Pilot symbols inserted on the side of transmission are extracted from respective received signals S48-S51 and based on respective extracted pilot symbols S52-S55, coefficients S61-S64 for minimizing the interference wave components are calculated. By multiplying the weight coefficients to the information symbols S56-S59 extracted from the respective received signals, the interference wave components contained in the information symbols are removed. Thus, even when interference waves are received, the interference wave components contained in the received signals can be removed easily so that transmitted information bits S72 can be restored precisely.



COPYRIGHT: (C)1999,JPO

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-55166

(43)公開日 平成11年(1999)2月26日

(51)Int.Cl.⁶

H 04 B 7/005
H 03 M 13/12
H 04 B 1/10
7/08
H 04 L 27/22

識別記号

F I

H 04 B 7/005
H 03 M 13/12
H 04 B 1/10
7/08
H 04 L 27/22

M

D

Z

審査請求 未請求 請求項の数16 OL (全 25 頁)

(21)出願番号

特願平9-211068

(22)出願日

平成9年(1997)8月5日

(71)出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川6丁目7番35号

(72)発明者 迫田 和之

東京都品川区北品川6丁目7番35号ソニー
株式会社内

(72)発明者 鈴木 三博

東京都品川区北品川6丁目7番35号ソニー
株式会社内

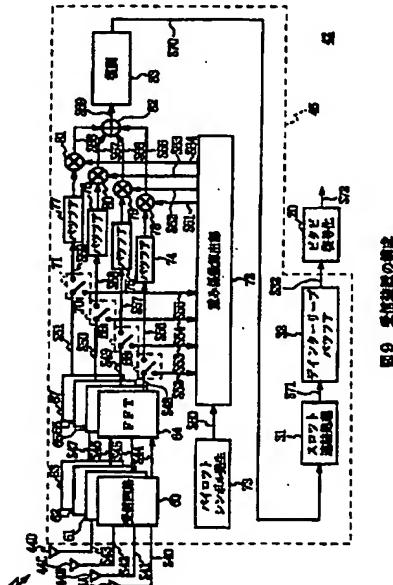
(74)代理人 弁理士 田辺 恵基

(54)【発明の名称】 受信装置及び無線通信システム並びに通信方法

(57)【要約】

【課題】 本発明は受信装置に関し、干渉波の影響を除去して送信された情報ビットを正確に復元し得るようにする。

【解決手段】 送信側で挿入したバイロットシンボルをそれぞれの受信信号 (S 4 8～S 5 1) から抽出し、抽出したそれぞれのバイロットシンボル (S 5 2～5 5) を基に干渉波成分を最小にする重み係数 (S 6 1～S 6 4) を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボル (S 5 6～S 5 9) に乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去するようにしたことにより、干渉波を受信した場合でも、受信信号に含まれる干渉波成分を容易に除去し得、かくして干渉波の影響を除去して送信された情報ビット (S 7 2) を正確に復元することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成された送信信号を、それぞれ受信する複数のアンテナ手段と、

上記複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号から上記パイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの上記受信信号から抽出した上記情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによって上記符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、

上記受信信号処理手段から出力される上記符号化ビットに最尤系列推定を施して上記情報ビットを復元する復号化手段とを有えることを特徴とする受信装置。

【請求項2】上記受信信号処理手段は、それぞれの上記受信信号から抽出したパイロットシンボルと、送信側で挿入したパイロットシンボルに等しいシンボルとに基づいて、それぞれのシンボルどうしの期待値を算出し、当該期待値を基に干渉波成分を最小にする上記重み係数を算出することを特徴とする請求項1に記載の受信装置。

【請求項3】上記受信信号処理手段は、上記受信情報シンボルから当該受信情報シンボルに含まれるノイズ電力を算出し、当該ノイズ電力を基に伝送路の信頼性を示す信頼性係数を算出して上記符号化ビットに乗算することにより当該符号化ビットの信号レベルに伝送路の信頼性を反映することを特徴とする請求項1に記載の受信装置。

【請求項4】上記受信信号処理手段は、上記送信シンボルが差動変調されている場合、上記受信信号からそれぞれ取り出した受信シンボルに差動復調処理を施した後、当該受信シンボルからそれぞれ上記パイロットシンボルと上記情報シンボルを抽出することを特徴とする請求項1に記載の受信装置。

【請求項5】情報ビットに符号化処理を施して符号化ビットを生成する符号化手段と、

上記符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成する変調手段と、

上記情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成するパイロットシンボル付加手段と、

上記送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより送信信号を生成して送信する送信手段とを有する送信装置

と、

上記送信信号をそれぞれ受信する複数のアンテナ手段と、
上記複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号から上記パイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの上記受信信号から抽出した上記情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによって上記符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、

上記受信信号処理手段から出力される上記符号化ビットに最尤系列推定を施して上記情報ビットを復元する復号化手段とを有する受信装置とを具えることを特徴とする無線通信システム。

【請求項6】上記受信信号処理手段は、それぞれの上記受信信号から抽出したパイロットシンボルと、送信側で挿入したパイロットシンボルに等しいシンボルとに基づいて、それぞれのシンボルどうしの期待値を算出し、当該期待値を基に干渉波成分を最小にする上記重み係数を算出することを特徴とする請求項5に記載の無線通信システム。

【請求項7】上記受信信号処理手段は、上記受信情報シンボルから当該受信情報シンボルに含まれるノイズ電力を算出し、当該ノイズ電力を基に伝送路の信頼性を示す信頼性係数を算出して上記符号化ビットに乗算することにより当該符号化ビットの信号レベルに伝送路の信頼性を反映することを特徴とする請求項5に記載の無線通信システム。

【請求項8】上記送信装置は、差動変調手段を有し、当該差動変調手段によって差動変調処理を施した上記送信シンボルを上記送信手段を介して送信し、

上記受信装置の上記受信信号処理手段は、上記受信信号からそれぞれ取り出した受信シンボルに差動復調処理を施した後、当該受信シンボルからそれぞれ上記パイロットシンボルと上記情報シンボルを抽出することを特徴とする請求項5に記載の無線通信システム。

【請求項9】上記パイロットシンボルは通信毎に異なるシンボルであることを特徴とする請求項5に記載の無線通信システム。

【請求項10】上記パイロットシンボルは通信毎に互いに直交関係にあるシンボルであり、当該パイロットシンボルを予め決められている挿入位置に挿入することを特徴とする請求項5に記載の無線通信システム。

【請求項11】情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロッ

トシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成した送信信号を送信し、

受信側では、上記送信信号をそれぞれ複数のアンテナ手段で受信し、受信したそれぞれの受信信号から上記バイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのバイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの上記受信信号から抽出した上記情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによって上記符号化ビットを復元し、当該符号化ビットに最尤系列推定を施して上記情報ビットを復元することを特徴とする通信方法。

【請求項12】それぞれの上記受信信号から抽出したバイロットシンボルと、送信側で挿入したバイロットシンボルに等しいシンボルとに基づいて、それぞれのシンボルどうしの期待値を算出し、当該期待値を基に干渉波成分を最小にする上記重み係数を算出することを特徴とする請求項11に記載の通信方法。

【請求項13】上記受信情報シンボルから当該受信情報シンボルに含まれるノイズ電力を算出し、当該ノイズ電力を基に伝送路の信頼性を示す信頼性係数を算出して上記符号化ビットに乗算することにより当該符号化ビットの信号レベルに伝送路の信頼性を反映することを特徴とする請求項11に記載の通信方法。

【請求項14】送信側では、上記送信シンボルに差動変調処理を施して送信し、

受信側では、上記受信信号からそれぞれ取り出した受信シンボルに差動復調処理を施した後、当該受信シンボルからそれぞれ上記バイロットシンボルと上記情報シンボルを抽出することを特徴とする請求項11に記載の通信方法。

【請求項15】上記バイロットシンボルは通信毎に異なるシンボルであることを特徴とする請求項11に記載の通信方法。

【請求項16】上記バイロットシンボルは通信毎に互いに直交関係にあるシンボルであり、当該バイロットシンボルを予め決められている挿入位置に挿入することを特徴とする請求項11に記載の通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【目次】以下の順序で本発明を説明する。

【0002】発明の属する技術分野

従来の技術(図21～図24)

発明が解決しようとする課題

課題を解決するための手段

発明の実施の形態

(1) 第1の実施の形態

- (1-1) 無線通信システムの全体構成(図1)
- (1-2) 送信装置の構成(図2～図8)
- (1-3) 受信装置の構成(図9)
- (1-4) 重み係数算出部の構成
 - (1-4-1) 回路構成(図10) (1-4-2) 重み係数算出部の重み係数算出手順(図11) (1-4-3) 重み係数算出の原理 (1-5) 復調回路の構成 (1-5-1) QPSK変調に対応した復調回路の構成(図12) (1-5-2) 8PSK変調に対応した復調回路の構成(図13) (1-5-3) 16QAM変調に対応した復調回路の構成(図14) (1-5-4) 64QAM変調に対応した復調回路の構成(図15) (1-6) 動作及び効果 (2) 第2の実施の形態(図16及び図17) (3) 他の実施の形態(図18～図20) 発明の効果

【0003】

【発明の属する技術分野】本発明は受信装置及び無線通信システム並びに通信方法に関し、例えば携帯電話システムのような無線通信システムに適用して好適なものである。

【0004】

【従来の技術】従来、この種の無線通信システムにおいては、受信装置に複数のアンテナを設けてダイバーシティ受信を行うことにより伝送路で受けたフェージングの影響を除去し得るようになされたものがある。ここでこのような無線通信システムについて以下に具体例を上げて説明する。なお、ここでは、TDMA (Time Division Multiple Access : いわゆる時分割多元接続) 方式によってデジタルデータを送受信する同期検波系の無線通信システムを例にとって説明する。

【0005】図2.1に示すように、この種の無線通信システム1は送信装置2と受信装置3とによって構成され、送信装置2のアンテナ2Aから送信された送信信号を受信装置3のアンテナ3A、3Bによってダイバーシティ受信し、これら2つのアンテナ3A、3Bによって受信した受信信号を受信信号処理部4によって信号処理することにより、フェージングの影響を除去した受信ビットストリームS1を得るようになされている。

【0006】ここで無線通信システム1を形成する送信装置2及び受信装置3の具体的構成を図2.2及び図2.3に示す。図2.2に示すように、送信装置2は大きく分けて畳み込み符号化回路5、インターリーブバッファ6、スロット化処理回路7、変調回路8、バイロットシンボル付加回路9、送信回路10及びアンテナ2Aによって構成されており、送信データである情報ビット系列S2をまず畳み込み符号化回路5に入力するようになされている。

【0007】畳み込み符号化回路5は所定段数のシフトレジスタとエクスクルーシブオア回路からなり、入力される情報ビット系列S2に畳み込み符号化を施し、その結果得られる符号化ビット系列S3をインターリーブバ

ツア6に出力する。インターリーブバツア6は符号化ビット系列S3を順番に内部の記憶領域に格納し、当該記憶領域全体に符号化ビット系列S3が格納されると（すなわち符号化ビット系列S3が所望量蓄積されると）、符号化ビット系列S3の順番をランダムに並び換える（以下、この順番を並び換えることをインターリーブと呼ぶ）、その結果得られる符号化ビット系列S4をスロット化処理回路7に出力する。因みに、インターリーブバツア6の記憶容量としては、複数の送信スロットに符号化ビット系列が分散されるようにするため、複数スロット分の記憶容量を有している。

【0008】スロット化処理回路7は、TDMA方式に基づいて時分割形成された送信スロットに符号化ビット系列S4を割り当てる回路であり、当該符号化ビット系列S4を所定ビット数毎に区分けし、その結果得られる符号化ビット群S5を順に変調回路8に出力する。変調回路8は、供給される符号化ビット群S5にそれぞれ所定の変調処理（例えばQPSK変調等の同期検波系の変調処理）を施し、その結果得られる情報シンボル群S6をパイロットシンボル付加回路9に出力する。

【0009】パイロットシンボル付加回路9は、図24に示すように、送信スロットに応じて区分けされた情報シンボル群S6の各シンボル群の先頭位置（すなわち情報シンボルIの先頭）にヘッダとしてパイロットシンボルPをそれぞれ付加し、その結果得られる送信シンボル群S7を送信回路10に出力する。因みに、ここで付加されるパイロットシンボルPは受信装置側において予め分かっている既知パターンのシンボルであり、当該受信装置側ではこのパイロットシンボルPを使用して伝送路の特性（フェージング状況）を推定するようになされている。

【0010】送信回路10は、このパイロットシンボルPが付加された送信シンボル群S7に対して順にフィルタリング処理を施した後、当該送信シンボル群S7にデジタル・アナログ変換処理を施して送信信号を生成する。そして送信回路10は、その送信信号に周波数変換を施すことによって所定周波数チャネルの送信信号S8を生成し、これを所定電力に増幅した後、アンテナ2Aを介して送信する。かくして送信装置2からはTDMA方式の送信スロットのタイミングに同期して送信信号S8が送信される。

【0011】一方、図23に示すように、受信装置3は大きく分けてアンテナ3A、3B、受信信号処理部4及びビタビ復号化回路20によって構成され、送信装置2から送信された送信信号S8をそれぞれアンテナ3A、3Bによって受信し、その結果得られる受信信号S10、S11をそれぞれ受信信号処理部4に入力するようになされている。受信信号処理部4はこの受信信号S10、S11をそれぞれ内部の受信回路21、22に供給する。

【0012】受信回路21は入力される受信信号S10を増幅した後、当該受信信号S10に周波数変換を施すことによってベースバンド信号を取り出し、そのベースバンド信号にフィルタリング処理を施した後、当該ベースバンド信号にアナログ・デジタル変換処理を施すことによって上述した送信シンボル群S7に対応する受信シンボル群S12を取り出し、これをそれぞれ伝送路推定回路23及び受信電力測定回路24に出力する。因みに、この受信シンボル群S12は伝送路でフェージングの影響を受けていることにより振幅成分や位相成分に変動が生じており、送信シンボル群S7とは必ずしも一致したものではない。

【0013】伝送路推定回路23は伝送路の特性を調べると共にその調査結果に応じた等化処理を行う回路であり、受信シンボル群S12に含まれるパイロットシンボルPを参照することにより伝送路の特性を推定し、その推定結果に基づいて伝送路の逆特性を算出する。そして伝送路推定回路23は、イコライザからなる等化回路を使用してその伝送路の逆特性を示す数値を受信シンボル群S12の各情報シンボルIに対して時間領域で重み込み乗算することにより伝送路において受けたフェージングの影響を取り除く。この処理により伝送路推定回路23は、送信された情報シンボル群S6に対応する受信情報シンボル群S13を生成し、これを乗算器25に出力する。

【0014】一方、受信電力測定回路24は入力される受信シンボル群S12を基に当該受信シンボル群S12の電力を測定し、その受信電力値S14を乗算器25に出力する。乗算器25は、受信電力測定回路24から供給される受信電力値S14を受信情報シンボル群S13の信頼性を示す重み係数として当該受信情報シンボル群S13に重み係数として当該受信情報シンボル群S13に乘算することにより信頼性が反映された受信情報シンボル群S15を生成し、これを加算器26に出力する。因みに、受信情報シンボル群S13の信頼性は受信電力値S14に比例しており、当該受信電力値S14が大きければ信頼性としても高くなる。

【0015】同様に、受信回路22は入力される受信信号S11を増幅した後、当該受信信号S11に周波数変換を施すことによってベースバンド信号を取り出し、そのベースバンド信号にフィルタリング処理を施した後、当該ベースバンド信号にアナログ・デジタル変換処理を施すことによって上述した送信シンボル群S7に対応する受信シンボル群S16を取り出し、これをそれぞれ伝送路推定回路27及び受信電力測定回路28に出力する。因みに、この受信シンボル群S16も伝送路でフェージングの影響を受けていることにより振幅成分や位相成分に変動が生じており、送信シンボル群S7とは必ずしも一致したものではない。また完全に同じ状態のフェージングを受けるわけではないので、受信シンボル群S16は上述した受信シンボル群S12とも必ずしも一致

したものではない。

【0016】伝送路推定回路27も同様にして伝送路の特性を調べると共にその調査結果に応じた等化処理を行う回路であり、受信シンボル群S16に含まれるバイロットシンボルPを参照することにより伝送路の特性を推定し、その推定結果に基づいて伝送路の逆特性を算出する。そして伝送路推定回路27は、イコライザからなる等化回路を使用してその伝送路の逆特性を示す数値を受信シンボル群S16の各情報シンボルIに対して時間領域で畳み込み乗算することにより伝送路において受けたフェージングの影響を取り除く。この処理により伝送路推定回路27は、送信された情報シンボル群S6に対応する受信情報シンボル群S17を生成し、これを乗算器29に出力する。

【0017】一方、受信電力測定回路28は入力される受信シンボル群S16を基に当該受信シンボル群S16の電力を測定し、その受信電力値S18を乗算器29に出力する。乗算器29は、受信電力測定回路28から供給される受信電力値S18を受信情報シンボル群S17の信頼性を示す重み係数として当該受信情報シンボル群S17に乗算することにより信頼性が反映された受信情報シンボル群S19を生成し、これを加算器26に出力する。

【0018】加算器26は信頼性が反映された受信情報シンボル群S15と受信情報シンボル群S19とを各シンボルの同期を取つて加算することによりフェージングによって受けた変動を打ち消した合成受信情報シンボル群S20を生成する。このようにしてそれぞれのアンテナ3A、3Bによって受信した受信情報シンボル群S13、S17に重み付けを行つて加算する処理は、一般に最大比合成法と呼ばれており、選択合成法等の他の方法に比べて処理が複雑ではあるがノイズやフェージングで最も強い信号処理方法であることが知られている。

【0019】このようにして生成された合成受信情報シンボル群S20は後段の復調回路30に入力される。復調回路30は、合成受信情報シンボル群S20に対して所定の復調処理を施すことにより送信側の符号化ビット群S5に対応する符号化ビット群S21を復元し、これをスロット連結処理回路31に出力する。因みに、この符号化ビット群S21の各ビットは値が「0」又は

「1」の2値信号ではなく、伝送路上でノイズ成分が加算されたことにより多値信号となつていて、スロット連結処理回路31は、スロット単位で断片的に得られる符号化ビット群S21を連続信号となるように連結する回路であり、後段のデインターリーブバッファ32の記憶容量分だけ符号化ビット群S21が蓄積したら当該符号化ビット群S21を連結し、その結果得られる符号化ビット群S22をデインターリーブバッファ32に出力する。

【0020】デインターリーブバッファ32は複数スロ

ット分の記憶容量を有しており、供給される符号化ビット系列S22を順次内部の記憶領域に格納した後、送信装置2のインターリーブバッファ6で行つた並び換えと逆の手順で当該符号化ビット系列S22の順番を並び換えることにより元の並び順に戻し、その結果得られる符号化ビット系列を上述した受信ビットストリームS1としてビタビ復号化回路20に出力する（以下、この元の並びに戻すことをデインターリーブと呼ぶ）。ビタビ復号化回路20は軟判定ビタビ復号化回路からなり、入力される符号化ビット系列S1に基づいて畳み込み符号化のトレリスを考え、データとして取り得る全ての状態遷移の中から最も確からしい状態を推定（いわゆる最尤系列推定）することにより、送信された情報ビット系列S23を復元して出力する。かくしてこのような受信装置3の処理により、受信装置3は伝送路で受けたフェージングの影響を回避して、送信装置2から送信された情報ビット系列S23を復元する。

【0021】

【発明が解決しようとする課題】 ところでかかる従来の受信装置3においては、2つのアンテナ3A、3Bによって受信した受信情報シンボル群S13、S17に受信電力値S14、S18に応じた重み付けを行つて加算することにより最大比合成処理を行つてフェージングの影響を除去しているが、強い同一チャネル干渉波がスロット毎に点在する場合には、その干渉波電力も受信電力として扱われることにより本来の最大比合成の特性を得ることができなくなり、フェージングの影響を良好に回避し得ず、情報ビット系列S23を正確に復元し得ないといった問題がある。

【0022】またダイバーシチ受信は基本的にフェージングによる希望波の受信電力の落ち込みを防ぐ効果はあるものの干渉波をキャンセルする能力はないので、かかる従来の受信装置3は干渉波の影響を基本的に除去し得ず、干渉波を受信した場合には情報ビット系列S23を正確に復元し得ないといった問題がある。このようにして従来の受信装置3では、干渉波に対する対策が未だ不十分であり、情報ビット系列S23を正確に復元し得ないといった問題がある。

【0023】本発明は以上の点を考慮してなされたもので、干渉波の影響を除去して送信された情報ビットを正確に復元し得る受信装置及び無線通信システム並びに通信方法を提案しようとするものである。

【0024】

【課題を解決するための手段】かかる課題を解決するため本発明においては、受信装置において、情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のバイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成された送信信号をそれぞれ

受信する複数のアンテナ手段と、複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによって符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、受信信号処理手段から出力される符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元する復号化手段とを設けるようにした。

【0025】また本発明においては、無線通信システムにおいて、情報ビットに符号化処理を施して符号化ビットを生成する符号化手段と、符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成する変調手段と、情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成するパイロットシンボル付加手段と、送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより送信信号を生成して送信する送信手段とを送信装置に設けると共に、送信信号をそれぞれ受信する複数のアンテナ手段と、複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによって符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、受信信号処理手段から出力される符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元する復号化手段とを受信装置に設けるようにした。

【0026】また本発明においては、通信方法において、情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成した送信信号を送信し、受信側では、送信信号をそれぞれ複数のアンテナ手段で受信し、受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによって符号化ビットを復元し、当該符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元するようにした。

【0027】このようにして送信側で挿入したパイロットシンボルをそれぞれの受信信号から抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去するようにしたことにより、干渉波を受信した場合でも、受信信号に含まれる干渉波成分を容易に除去し得る。

【発明の実施の形態】以下図面について、本発明の一実施の形態を詳述する。

図1において、40は全体として本発明を適用した無線通信システムを示し、送信装置41と受信装置42とによって構成される。送信装置41のアンテナ43を介して送信された送信信号S30は受信装置42の4つのアンテナ44A～44Dによってそれぞれ受信される。またこの無線通信システム40の近隣には、送信装置41が送信する送信信号S30と同一の周波数チャネルで送信信号S31を送信する他の送信装置46が存在しており、この送信装置46から送信された送信信号S31も干渉波としてアンテナ44A～44Dによってそれぞれ受信される。受信装置42においては、この4つのアンテナ44A～44Dによって受信された受信信号をそれぞれ内部の受信信号処理部45に入力し、ここで受信信号に含まれる干渉波成分を除去することにより干渉波の影響を除去した受信ビットストリームS32を生成するようになされている。

【0030】因みに、受信装置42においては、4つのアンテナ44A～44Dを送信信号S30の周波数に対してそれぞれ1/2波長以上離れた位置に配置することにより、それぞれのアンテナ44A～44Dで受信した4つの受信信号のフェージング相関を無くすようになされている。これによりこの受信装置42では、4つの受信信号のフェージング相関を無くしてダイバーシチ受信を効果的に行えるようになされている。なお、一般にダイバーシチ受信は複数のアンテナによって受信した受信信号を所定の方法で合成することによりフェージングの影響を除去する技術であり、それぞれの受信信号にフェージング相関があると、原理的にダイバーシチ受信の効果が減少してしまうといった特徴がある。このためこの受信装置42では上述したように4つのアンテナ44A～44Dの配置を規定するようになされている。

【0031】またこの無線通信システム40においては、1つの周波数チャネルを例えれば24本のサブキャリアによって構成するようになされており、通信時には、送信する情報ビット系列をスロット単位に区分けし、そのスロット単位に区分けされた情報ビット系列をこの複数のサブキャリアに分散させて重畠し、いわゆる複数のキ

ヤリアを使用して情報ビットを同時に送信するマルチキヤリア通信を行うようになされている。

【0032】(1-2)送信装置の構成

ここで上述した無線通信システムの送信装置41について、図2を用いて具体的に説明する。図22との対応部分に同一符号を付した図2に示すように、送信装置41は大きく分けて畳み込み符号化回路5、インターリーブバッファ6、スロット化処理回路7、変調回路8、バイロットシンボル付加回路50、逆高速フーリエ変換回路(IFFT)51、送信回路52及びアンテナ43によつて構成され、逆高速フーリエ変換回路51が追加されたこと、及びバイロットシンボル付加回路50及び送信回路52の処理内容が変更されたことを除いて、図22に示した送信装置2とほぼ同様の構成を有している。

【0033】まずこの送信装置41においては、スロット化処理回路7によつて区分けされた符号化ビット群S5は変調回路8に入力される。変調回路8は、この送信装置41の場合にも、入力される符号化ビット群S5に対して同期検波系の変調処理を施す。その変調処理としては種々の変調方式が考えられるが、代表的なものとして、例えばQPSK変調(Quadrature Phase Shift Keying: いわゆる4相位相変調)、8PSK変調(8 Phase Shift Keying: いわゆる8相位相変調)、16QAM変調(16 Quadrature Amplitude Modulation: いわゆる16値直交振幅変調)、64QAM変調(64 Quadrature Amplitude Modulation: いわゆる64値直交振幅変調)等がある。

【0034】ここで各変調方式について簡単に説明すると、QPSK変調はその名の通り4つの位相状態が存在する位相変調であり、図3に示すように、 $\pi/4$ 、 $3\pi/4$ 、 $5\pi/4$ 又は $7\pi/4$ の位相値のところに存在する4通りの信号点(シンボル)によつて2ビット分の情報を表すようになされた変調方式である。また8PSK変調はその名の通り8つの位相状態が存在する位相変調であり、図4に示すように、振幅「1」の同心円上であつて位相値がそれぞれ $\pi/4$ ずつ離れた8通りの信号点によつて3ビット分の情報を表すようになされた変調方式である。また16QAM変調はその名の通り振幅が異なる16通りの信号点が存在する変調であり、図5に示すように、I成分(同相成分)及びQ成分(直交成分)の大きさをそれぞれ $\sqrt{2/5}$ の閾値で分けることによつて生成された16通りの信号点によつて4ビット分の情報を表すようになされた変調方式である。また64QAM変調はその名の通り振幅が異なる64通りの信号点が存在する変調であり、図6に示すように、I成分及びQ成分の大きさをそれぞれ $\sqrt{2/21}$ 、 $\sqrt{2\times 2/21}$ 、 $\sqrt{3\times 2/21}$ の閾値で分けることによつて生成された64通りの信号点によつて6ビット分の情報を表すようになされた変調方式である。因みに、図3～図6において、信号点に添えられている数値はその信号点が示すビット情報

である。

【0035】変調回路8はこのような変調処理のうちいずれかの処理を符号化ビット群S5に対してそれぞれ施し、その結果得られた情報シンボル群S6を続くバイロットシンボル付加回路50に出力する。バイロットシンボル付加回路50は情報シンボル群S6の各シンボル群に対してバイロットシンボルPを付加する回路であり、この送信装置41の場合には、シンボル群の先頭位置にバイロットシンボルPを付加するのではなく、例えば図7に示すように、シンボル群を構成する情報シンボルIの合間に等間隔でバイロットシンボルPを挿入するようになされている。

【0036】因みに、1スロットのシンボルはそれぞれ上述したように24本のサブキャリアに分散されるため、ここでは1スロットはバイロットシンボルPと情報シンボルIとを合わせて24シンボルになつてゐる。なお、バイロットシンボルPは受信装置側で予め分かつてゐる既知パターンのシンボルであり、その振幅値は「1」で位相値はランダムなものとなつてゐる。但し、位相値に関しては他の通信とは異なるようにランダム化されており、これにより通信毎にバイロットシンボルPが異なるようになされている。これは、受信装置側においてはこのバイロットシンボルPを基準にして干渉波成分を検出するので、他の通信と同じであると自局の通信相手からの信号成分なのか干渉波成分なのか把握できなくなるからである。

【0037】このようにしてバイロットシンボルPを付加することにより生成された送信シンボル群S35は続く逆高速フーリエ変換回路51に出力される。逆高速フーリエ変換回路51は、送信シンボル群S35を構成する各シンボルを上述した24本のサブキャリアに分散させて重複するため(すなわち送信シンボル群S35の各シンボルを周波数軸上に並べて送信するため)、当該送信シンボル群S35に対してそれぞれ逆フーリエ変換を施す。これにより時間軸上に並んで入力されたシンボル群を周波数軸上において並べたような信号が生成される。

ここで逆フーリエ変換を施すことによつて生成された送信シンボル群S36の様子を図8に示す。この図8は送信シンボル群S36の様子を周波数を基準にして示しており、逆フーリエ変換を行うことにより、バイロットシンボルPや情報シンボルIからなる24個のシンボルは周波数軸上に並べられ、24本のサブキャリアに対して1つずつ割り当てられている様子が分かる。

【0038】また逆高速フーリエ変換回路51は、このような逆フーリエ変換処理に先立つて送信シンボル群S35に対して窓かけ処理いわゆるウインドウ処理を施し、これにより不要な帯域外スパuriousを抑えるようにもなつてゐる。なお、ウインドウ処理の具体的方法としては、送信シンボル群S35に対して時間軸上でコサイン・ロールオフ・フィルタをかけることにより実現され

る。かくしてこのような逆高速フーリエ変換回路51の処理によって生成された送信シンボル群S36は続く送信回路52に出力される。

【0039】送信回路52は、送信シンボル群S36にフィルタリング処理を施した後、当該送信シンボル群S36にデジタル・アナログ変換処理を施して送信信号を生成する。そして送信回路52は、その送信信号に周波数変換を施すことによって所定周波数チャネルの送信信号S30を生成し、これを所定電力に増幅した後、アンテナ43を介して送信する。

【0040】かくして送信装置41においては、スロット単位に区分けした符号化ビット群を複数のサブキャリアに分散して重複することにより送信対象の情報ビット系列を複数のサブキャリアで同時に送信するマルチキャリア通信を行うようになされている。

【0041】(1-3)受信装置の構成

図23との対応部分に同一符号を付した図9に示すように、受信装置42は大きく分けて4つのアンテナ44A～44D、受信信号処理部45及びビタビ複号化回路20によって構成され、送信装置41から送信された送信信号S30をそれぞれアンテナ44A～44Dによって独立に受信し、その結果得られる受信信号S40～S43をそれぞれ受信信号処理部45に入力するようになされている。なお、この場合、他の送信装置46から送信された送信信号S31を干渉波として受信し、受信信号S40～S43にはその干渉波成分も載っているものとする。受信信号処理部45はこの受信信号S40～S43をそれぞれ内部の受信回路60～63に供給する。

【0042】受信回路60は入力される受信信号S40を増幅した後、当該受信信号S40に周波数変換を施すことによってベースバンド信号を取り出し、そのベースバンド信号にフィルタリング処理を施した後、当該ベースバンド信号にアナログ・デジタル変換処理を施すことによって受信シンボル群S44を取り出し、これを高速フーリエ変換回路(FFT)64に出力する。

【0043】同様に、受信回路61～63も入力される受信信号S41～S43をそれぞれ増幅した後、当該受信信号S41～S43に周波数変換を施すことによってベースバンド信号を取り出し、そのベースバンド信号にフィルタリング処理を施した後、当該ベースバンド信号にアナログ・デジタル変換処理を施すことによって受信シンボル群S45～S47を取り出し、これをそれぞれ高速フーリエ変換回路(FFT)65～67に出力する。

【0044】高速フーリエ変換回路64は、入力される受信シンボル群S44に窓かけ処理いわゆるウインドウ処理を施すことにより1スロット分の信号成分を取り出し、その取り出した信号成分に対してフーリエ変換を施す。これにより周波数軸上に並んで取り出されたシンボル群を時間軸上に並べて取り出すことができる。このよ

うに高速フーリエ変換回路64のフーリエ変換によって取り出された受信シンボル群S48は選択スイッチ68に出力される。因みに、高速フーリエ変換回路64は、時間軸上で受信シンボル群S44に対してコサイン・ロールオフ・ウインドウをかけることにより窓かけ処理を行うようになされており、これによりスロット内のシンボル間干渉を抑えることができるようになされている。

【0045】同様に、高速フーリエ変換回路65～67も、それぞれ入力される受信シンボル群S45～S47に窓かけ処理を施すことにより1スロット分の信号成分を取り出し、その取り出した信号成分に対してフーリエ変換を施すことにより各シンボルが時間軸上に並んだ受信シンボル群S49～S51を取り出し、これをそれぞれ選択スイッチ69～71に出力する。

【0046】選択スイッチ68は受信シンボル群S48に含まれるパイロットシンボルPと情報シンボルIとを分離するためのスイッチであり、パイロットシンボルPのタイミングのときに重み係数算出部72に接続状態を切り換えることによりパイロットシンボルPのみからなるシンボル群S52を抽出してこれを当該重み係数算出部72に出力し、情報シンボルIのタイミングのときにバツファ74に接続状態を切り換えることにより情報シンボルIのみからなるシンボル群S56を抽出してこれを当該バツファ74に出力する。

【0047】同様に、選択スイッチ69～71もそれぞれ受信シンボル群S49～S51に含まれるパイロットシンボルPと情報シンボルIとを分離するスイッチであり、接続状態を切り換えることによりパイロットシンボルPのみからなるシンボル群S53～S55を抽出してこれを重み係数算出部72に出力すると共に、情報シンボルIのみからなるシンボル群S57～S59を抽出してこれをバツファ75～77に出力する。

【0048】バツファ74～77はそれぞれファーストイン・ファーストアウト・バツファによって構成されており、入力されるシンボル群S56～S59の各シンボルをそれぞれ順に内部の記憶領域に記憶し、後述する重み係数算出部72の信号出力タイミングに合わせてその記憶したシンボル群S56～S59を順に読み出して乗算器78～81に出力する。

【0049】一方、重み係数算出部72は、送信側で情報シンボル群S6に対して挿入したパイロットシンボルPと等しいシンボルによって構成されるシンボル群S60をパイロットシンボル発生回路73から受け、当該シンボル群S60と受信したパイロットシンボルPからなるシンボル群S52～S55とに基づいて所定の演算処理を行うことにより、シンボル群S56～S59の信号対干渉波電力比C/I Rが最大となる(すなわち干渉波成分が最小となる)ような重み係数S64を算出し、これをそれぞれ乗算器78～81に出力する。因みに、この重み係数算出部72によって算出される重み係数S61

～S 6 4 は複素数からなる係数である。またこの重み係数算出部 7 2 では、シンボル群毎にこの重み係数 S 6 1 ～S 6 4 を算出する。

【0050】乗算器 7 8～8 1 は、この重み係数 S 6 1 ～S 6 4 と、当該重み係数 S 6 1～S 6 4 の出力タイミングに同期してバツファ 7 4～7 7 から出力されるシンボル群 S 5 6～S 5 9 とをそれぞれシンボル単位で複素乗算することにより、当該シンボル群 S 5 6～S 5 9 に含まれる干渉波成分を除去し、その結果得られるシンボル群 S 6 5～S 6 8 をそれぞれ加算器 8 2 に出力する。

【0051】加算器 8 2 はこのようにして算出されたシンボル群 S 6 5～S 6 8 を各シンボルの同期を取つて加算することにより 4 つのアンテナ 4 4 A～4 4 D によつてダイバーシチ受信した信号成分を合成し、その結果得られる受信情報シンボル群 S 6 9 を復調回路 8 3 に出力する。

【0052】復調回路 8 3 は、受信情報シンボル群 S 6 9 に対してそれぞれ所定の復調処理（すなわち送信側で行つた変調方式に対応した復調処理であつて、例えば QPSK 変調や 8PSK 変調、或いは 16QAM 変調や 64QAM 変調に対応した復調処理）を施すことにより、当該受信情報シンボル群 S 6 9 から符号化ビット群 S 7 0 を取り出し、これを後段のスロット連結処理回路 3 1 に出力する。

【0053】スロット連結処理回路 3 1 は、スロット単位で断片的に得られる符号化ビット群 S 7 0 を連続信号となるように連結する回路であり、後段のデインタリーラブバツファ 3 2 の記憶容量分だけ符号化ビット群 S 7 0 が蓄積したら当該符号化ビット群 S 7 0 を連結し、その結果得られる符号化ビット系列 S 7 1 をデインタリーラブバツファ 3 2 に出力する。

【0054】デインタリーラブバツファ 3 2 は複数スロット分の記憶容量を有しており、供給される符号化ビット系列 S 7 1 を順次内部の記憶領域に格納した後、送信装置 4 1 のインタリーラブバツファ 6 で行つた並び換えと逆の手順で当該符号化ビット系列 S 7 1 の順番を並び換えることにより元の並び順に戻し、その結果得られる符号化ビット系列を上述した受信ビットストリーム S 3 2 としてビタビ復号化回路 2 0 に出力する。

【0055】ビタビ復号化回路 2 0 は軟判定ビタビ復号化回路からなり、入力される符号化ビット系列 S 3 2 に対して最尤系列推定を行うことにより送信された情報ビット系列 S 7 2 を復元する。この場合、前段の乗算器 7 8～8 1 においてシンボル群 S 5 6～S 5 9 に対してそれぞれ重み係数 S 6 1～S 6 4 を乗算することにより各シンボル群 S 5 6～S 5 9 に含まれる干渉波成分を除去し、これを合成することにより干渉波成分を除去した受信情報シンボル群 S 6 9 を生成している。このためビタビ復号化回路 2 0 に入力される符号化ビット系列 S 3 2 も干渉波成分が除去されている。従つてこのような符号

化ビット系列 S 3 2 をビタビ復号化回路 2 0 に入力すれば、ビタビ復号化回路 2 0 では干渉波の影響を受けて正確に最尤系列推定を行うことができ、情報ビット系列 S 7 2 を一段と正確に復元することができる。

【0056】(1-4) 重み係数算出部の構成

(1-4-1) 回路構成

図 10 に示すように、重み係数算出部 7 2 は、受信したパイロットシンボル P からなるシンボル群 S 5 2～S 5 5 と実際に送信されたパイロットシンボル P からなるシンボル群 S 6 0 に基づいて各シンボル群間の期待値 d

10 0～d 3 及び e 00～e 33 を算出する期待値算出部 9 0 と、当該期待値算出部 9 0 によって算出された期待値 d 0～d 3 及び e 00～e 33 に基づいて所定の演算処理を行うことにより重み係数 S 6 1～S 6 4 を算出する計算部 9 1 によって構成される。

【0057】期待値算出部 9 0 においては、まず受信したシンボル群 S 5 2 を乗算器 9 2 A～9 2 E にそれぞれ入力するようになされている。この乗算器 9 2 A～9 2 E に対しては複素乗算の対象としてシンボル群 S 6 0、

20 S 5 2、S 5 3、S 5 4 又は S 5 5 がそれぞれ入力されており、当該乗算器 9 2 A～9 2 E はシンボル群 S 5 2 の共役値とシンボル群 S 6 0、S 5 2、S 5 3、S 5 4 又は S 5 5 をそれぞれ複素乗算するようになされている（図中示す「*」は共役値を示す）。

【0058】すなわち乗算器 9 2 A はシンボル群 S 5 2 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 6 0 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 9 2 B はシンボル群 S 5 2 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 5 2 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器

30 9 2 C はシンボル群 S 5 2 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 5 3 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 9 2 D はシンボル群 S 5 2 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 5 4 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器 9 2 E はシンボル群 S 5 2 の各シンボルの共役値とシンボル群 S 5 5 の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算する。

【0059】乗算器 9 2 A～9 2 E の各乗算結果はそれぞれ累積加算器 9 3 A～9 3 E に入力され、ここで要素毎に累積加算されることにより積分される。1 つのシンボル群を構成する全てのシンボルの乗算結果を累積加算（積分）すると、累積加算回路 9 3 A～9 3 E はその積分結果をそれぞれ期待値 d 0、e 00、e 10、e 20 又は e 30 として計算部 9 1 に出力する。

【0060】同様に期待値算出部 9 0 は受信したシンボル群 S 5 3 を乗算器 9 4 A～9 4 E にそれぞれ入力する。この乗算器 9 4 A～9 4 E には複素乗算の対象としてシンボル群 S 6 0、S 5 2、S 5 3、S 5 4 又は S 5 5 がそれぞれ入力されており、当該乗算器 9 4 A～9 4 E はシンボル群 S 5 3 の共役値とシンボル群 S 6 0、S 5 2、S 5 3、S 5 4 又は S 5 5 をそれぞれ複素乗算す

る。

【0061】すなわち乗算器94Aはシンボル群S53の各シンボルの共役値とシンボル群S60の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器94Bはシンボル群S53の各シンボルの共役値とシンボル群S52の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器94Cはシンボル群S53の各シンボルの共役値とシンボル群S53の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器94Dはシンボル群S53の各シンボルの共役値とシンボル群S54の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算し、乗算器94Eはシンボル群S53の各シンボルの共役値とシンボル群S55の各シンボルとをシンボル毎に順に複素乗算する。

【0062】乗算器94A～94Eの各乗算結果はそれぞれ累積加算器95A～95Eに入力され、ここで要素毎に累積加算されることにより積分される。1つのシンボル群を構成する全てのシンボルの乗算結果を累積加算（積分）すると、累積加算回路95A～95Eはその積分結果をそれぞれ期待値d1、e01、e11、e21又はe31として計算部91に出力する。

【0063】以下同様にして、重み係数算出部72にお*

$$\begin{bmatrix} e00 & e01 & e02 & e03 \\ e10 & e11 & e12 & e13 \\ e20 & e21 & e22 & e23 \\ e30 & e31 & e32 & e33 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W0 \\ W1 \\ W2 \\ W3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d0 \\ d1 \\ d2 \\ d3 \end{bmatrix} \quad \dots (1)$$

【0066】に示す行列式に代入し、Gauss法やLU法或いはGauss-Jordan法等の数学的手法を用いてこの行列式を解き、複素変数W0～W3を算出する。そして計算部91はこの算出した複素変数W0～W3をそれぞれ重み係数S61～S64として出力する。

【0067】(1-4-2)重み係数算出部の重み係数算出手順

ここで上述したような構成の重み係数算出部72の重み係数算出手順を図11に示すフローチャートを用いて説明する。但し、ここでは受信したシンボル群S52のシンボルをP0、シンボル群S53のシンボルをP1、シンボル群S54のシンボルをP2、シンボル群S55のシンボルをP3とし、送信されたパイロットシンボルに※40

$$X_{ij} = P_i \cdot P_j^* \quad \text{但し, } i, j = 0 \sim 3$$

【0070】に示す演算を順に行うことにより全ての組み合わせに関して乗算値X_{ij}を算出すると共に、次式

$$Y_j = P_d \cdot P_j^* \quad \text{但し, } j = 0 \sim 3$$

【0072】に示す演算を順に行うことにより全ての組み合わせに関して乗算値Y_jを算出する。但し、(2)式及び(3)式に示す「*」は共役値であることを示す。

【0073】次のステップSP3においては、重み係数算出部72は、シンボル群のシンボル数をkとし(すな

*いては、乗算器96A～96Eによってシンボル群S54の共役値とシンボル群S60、S52、S53、S54又はS55をそれぞれ複素乗算し、その乗算結果を累積加算回路97A～97Eによって累積加算することにより期待値d2、e02、e12、e22又はe32を算出し、これを計算部91に入力する。また重み係数算出部72においては、乗算器98A～98Eによってシンボル群S55の共役値とシンボル群S60、S52、S53、S54又はS55をそれぞれ複素乗算し、その乗算結果を累積加算回路99A～99Eによって累積加算することにより期待値d3、e03、e13、e23又はe33を算出し、これを計算部91に入力する。

【0064】計算部91は、このようにして期待値算出部90によって算出した期待値d0～d3及びe00～e33に基づいて所定の演算処理を行うことにより重み係数S61～S64を算出するようになされている。具体的には、計算部91は、期待値d0～d3及びe00～e33を、次式

【0065】
【数1】

20

※相当するシンボル群S60のシンボルをPdとする。

【0068】まず重み係数算出部72においては、ステップSP1から入ったステップSP2において受信したシンボルP0～P3どうしの乗算値X_{ij}をシンボル毎に求めると共に、受信したシンボルP0～P3と送信されたシンボルPdとの乗算値Y_jをシンボル毎に求める。その乗算の際には、重み係数算出部72は、一方のシンボルについて共役値を求め、これを他方のシンボルに乗算することにより乗算値X_{ij}及びY_jを求めるようになされている。すなわち重み係数算出部72は、変数i及びjをそれぞれi=0～3、j=0～3として、次式

【0069】
【数2】

30

---- (2)

★【0071】

【数3】

---- (3)

わち1スロットに含まれるパイロットシンボル数をkとする)、k個分の乗算値X_{ij}をそれぞれ要素毎に加算して期待値e_{ij}を算出すると共に、k個分の乗算値Y_jをそれぞれ要素毎に加算して期待値d_jを算出する。すなわち重み係数算出部72は、乗算値X_{ij}を、次式

【0074】

【数4】

$$e_{ij} = \sum_{n=0}^N X_{ij}(n) \quad \text{但し, } i, j = 0 \sim 3 \quad \dots (4)$$

【0075】に示すように要素毎に加算して期待値 e_{ij} * 【0076】
を求めると共に、乗算値 Y_{ij} を次式 * 【数5】

$$d_j = \sum_{n=0}^N Y_{ij}(n) \quad \text{但し, } j = 0 \sim 3 \quad \dots (5)$$

【0077】に示すように要素毎に加算して期待値 d_j を求める。これによりシンボル群 $S_{52} \sim S_{55}$ 及び S_{60} の各組み合わせ毎の期待値 $d_0 \sim d_3$ 及び $e_{00} \sim e_{33}$ が算出される。

【0078】次のステップ SP4においては、重み係数算出部72は、この算出した各期待値 $d_0 \sim d_3$ 及び $e_{00} \sim e_{33}$ を上述した(1)式に示す行列式に代入し、その行列式を解くことにより重み係数 $W_0 \sim W_3$ を算出する。そして重み係数算出部72はこの算出した重み係数 $W_0 \sim W_3$ をそれぞれ重み係数 $S_{61} \sim S_{64}$ として出力する。この処理が終えると、重み係数算出部72は次のステップ SP5に移つて処理を終了する。因みに、重み係数算出部72は、この図11に示した重み係数算出手順を、1スロット分の受信信号を得ることによってシンボル群 $S_{52} \sim S_{55}$ が入力される度に行い、スロット毎に重み係数 $W_0 \sim W_3$ を算出する。

【0079】(1-4-3) 重み係数算出の原理
ここで、上述したような期待値 $d_0 \sim d_3$ 及び $e_{00} \sim e_{33}$ を(1)式に示す行列式に代入してこれを解くことによ

※より各シンボル群 $S_{56} \sim S_{59}$ に含まれる干渉波成分を最小にできる重み係数 $W_0 \sim W_3$ を算出し得る原理に
10 ついて説明する。

【0080】まずアンテナ素子数が K 本である場合を想定する。またそれぞれのアンテナ素子には $(M+1)$ 本の信号波 $s_{km}(t)$ が到着し、そのうちの $s_{k0}(t)$ が希望波、残りの $s_{k1}(t) \sim s_{kM}(t)$ が干渉波であるものとする。また各アンテナ素子で受信される信号には、ホワイトノイズが加算されているものとする。このような条件のもとで、各アンテナ素子で受信された信号を合成した受信信号の電圧 $y(t)$ は、次に説明するように表せる。

【0081】まず K 番目のアンテナ素子に到着した $(M+1)$ 本の信号波のうちの m 番目の信号波を $s_{km}(t)$ 、
20 k 番目のアンテナ素子に加算されるホワイトノイズを $n_k(t)$ とすると、 k 番目のアンテナ素子において受信される信号 $x_k(t)$ は、次式

【0082】

【数6】

$$x_k(t) = \sum_{n=0}^N s_{kn}(t) + n_k(t) \quad \dots (6)$$

【0083】に示すように表せる。またこの各信号 $x_k(t)$ にそれぞれ重み係数 W_k を掛け合わせたものを足し合わせると、受信信号 $y(t)$ となることから、当該受信★

★信号 $y(t)$ は、次式

30 【0084】

【数7】

$$y(t) = \sum_{k=0}^{M-1} W_k x_k(t) \quad \dots (7)$$

【0085】に示すように表される。

【0086】ここで本来受信するべき理想信号を $d(t)$ とすると、この理想信号 $d(t)$ と実際に受信された受信★

$$MSE = E[(d(t) - y(t))^2]$$

【0088】によつて表される。但し、この(8)式に示す $E[x]$ は x の期待値(すなわち時間平均値)を表している。また各変数 $d(t)$ 、 $y(t)$ 及び W_k はそれぞれ複素数である。

【0089】ところで(8)式から平均二乗誤差 MSE の値が小さければ小さいほど、受信信号 $y(t)$ が理想信号 $d(t)$ に近いことが分かる。従つて平均二乗誤差 MSE が最小になるように重み係数 W_k を設定することにより、干渉波成分を最大限に除去し得ることが分かる。平均二乗誤差 MSE を最小にする重み係数 W_k を求める場◆

$$W_k = W_k^{(0)} + j W_k^{(1)}$$

【0092】に示すように表すと、平均二乗誤差 MSE を重み係数 W_k で偏微分した結果は、次式

★信号 $y(t)$ との平均二乗誤差 MSE は、次式

【0087】

【数8】

.... (8)

◆合には、まず平均二乗誤差 MSE を重み係数 W_k で偏微分し、その偏微分した平均二乗誤差 MSE の値が「0」となるような重み係数 W_k 、すなわち平均二乗誤差 MSE が極小値となるような重み係数 W_k を探せば良いことになる。

【0090】重み係数 W_k は複素数であることから、当該重み係数 W_k を、次式

【0091】

【数9】

.... (9)

【0093】

50 【数10】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k} = \left[-\frac{\partial}{\partial W_k}^{\text{re}} + j \frac{\partial}{\partial W_k}^{\text{im}} \right] \text{MSE}$$

$$= -\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{re}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{im}} \quad \cdots \cdots (10)$$

【0094】に示すように表せる。平均二乗誤差MSE * 【0095】
が極小値となる重み係数 W_k を求めれば良いので、この
偏微分値が、次式 * 【数11】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{re}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{im}} = 0 \quad \cdots \cdots (11)$$

【0096】に示すような関係となる重み係数 W_k を求
めれば、それが干渉波成分を最も低減し得る重み係数 W
となる。 次式 【0098】

【0097】ここでアンテナ素子数を「4」とすると、* 【数12】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k} = \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{re}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{im}} = 0 \quad \cdots \cdots (12)$$

【0099】 ★20★ 【数13】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k} = \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{re}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{im}} = 0 \quad \cdots \cdots (13)$$

【0100】 ☆☆ 【数14】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k} = \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{re}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{im}} = 0 \quad \cdots \cdots (14)$$

【0101】 ◆◆ 【数15】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k} = \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{re}} + j \frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k}^{\text{im}} = 0 \quad \cdots \cdots (15)$$

【0102】に示す4元の連立方程式が得られる。とこ
ろで (12) 式～ (15) 式に示す方程式は所定の数学的手
法を用いて展開すると、次式 * 【0103】
【数16】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k} = \sum_{i=0}^3 E [2 W_k x_i(t) x_i^*(t)] - E [2 d(t) x_i^*(t)] = 0$$

$$\cdots \cdots (16)$$

【0104】 ※40※ 【数17】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial W_k} = \sum_{i=0}^3 E [2 W_k x_i(t) x_i^*(t)] - E [2 d(t) x_i^*(t)] = 0$$

$$\cdots \cdots (17)$$

【0105】 【数18】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial w_2} = \sum_{i=0}^1 E [2 w_2 x_i(t) x_i^*(t)] - E [2 d(t) x_2^*(t)] = 0$$

..... (18)

【0106】

* * 【数19】

$$\frac{\partial \text{MSE}}{\partial w_3} = \sum_{i=0}^1 E [2 w_3 x_i(t) x_i^*(t)] - E [2 d(t) x_3^*(t)] = 0$$

..... (19)

【0107】に示すように変形し得る。この(16)式～※【0108】
 (19)式に示す方程式を行列式として表せば、次式 ※【数20】

$$\begin{bmatrix}
 \frac{\partial \text{MSE}}{\partial w_0} \\
 \frac{\partial \text{MSE}}{\partial w_1} \\
 \frac{\partial \text{MSE}}{\partial w_2} \\
 \frac{\partial \text{MSE}}{\partial w_3}
 \end{bmatrix} = 2 \times \begin{bmatrix}
 E[x_0(t)x_0^*(t)] & E[x_0(t)x_1^*(t)] & E[x_0(t)x_2^*(t)] & E[x_0(t)x_3^*(t)] \\
 E[x_1(t)x_0^*(t)] & E[x_1(t)x_1^*(t)] & E[x_1(t)x_2^*(t)] & E[x_1(t)x_3^*(t)] \\
 E[x_2(t)x_0^*(t)] & E[x_2(t)x_1^*(t)] & E[x_2(t)x_2^*(t)] & E[x_2(t)x_3^*(t)] \\
 E[x_3(t)x_0^*(t)] & E[x_3(t)x_1^*(t)] & E[x_3(t)x_2^*(t)] & E[x_3(t)x_3^*(t)]
 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_0 \\ w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{bmatrix} - 2 \times \begin{bmatrix}
 E[d(t)x_0^*(t)] \\
 E[d(t)x_1^*(t)] \\
 E[d(t)x_2^*(t)] \\
 E[d(t)x_3^*(t)]
 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \dots (20)$$

【0109】に示すように表せる。従つてこの(20)式
 から次式

【0110】
【数21】

$$\left[\begin{array}{cccc} E[x_i(t)x_j^*(t)] & E[x_i(t)x_k^*(t)] & E[x_i(t)x_l^*(t)] & E[x_i(t)x_m^*(t)] \\ E[x_i(t)x_l^*(t)] & E[x_i(t)x_k^*(t)] & E[x_i(t)x_m^*(t)] & E[x_i(t)x_n^*(t)] \\ E[x_i(t)x_m^*(t)] & E[x_i(t)x_n^*(t)] & E[x_i(t)x_k^*(t)] & E[x_i(t)x_l^*(t)] \\ E[x_i(t)x_n^*(t)] & E[x_i(t)x_l^*(t)] & E[x_i(t)x_k^*(t)] & E[x_i(t)x_m^*(t)] \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} W_0 \\ W_1 \\ W_2 \\ W_3 \end{array} \right]$$

$$= \left[\begin{array}{c} E[d(t)x_i^*(t)] \\ E[d(t)x_k^*(t)] \\ E[d(t)x_m^*(t)] \\ E[d(t)x_n^*(t)] \end{array} \right] \quad \dots \dots (21)$$

【0111】に示す行列式を得ることができ、当該(21)式から重み係数 $W_0 \sim W_3$ を解けば、干渉波成分を最も低減できる重み係数 $W_0 \sim W_3$ を得ることができる。

【0112】ところで(21)式の左辺にある期待値 $E[x_i(t)x_j^*(t)]$ はそれぞれ受信した信号どうしの期待値であり、上述した(1)式の期待値 $e_{00} \sim e_{33}$ に相当している。同様に(21)式の右辺にある期待値 $E[d(t)x_j^*(t)]$ はそれぞれ受信したい信号と実際に受信した信号との期待値であり、上述した(1)式の期待値 $d_0 \sim d_3$ に相当している。さらに重み係数 $W_0 \sim W_3$ は(1)式で求めたい重み係数 $W_0 \sim W_3$ に相当しているので、結局、重み係数算出部72においては(1)式に示す行列式に基づいて重み係数 $W_0 \sim W_3$ を求めれば、干渉波成分を最小にできる、すなわち干渉波成分を最大限に除去し得る重み係数 $W_0 \sim W_3$ を得ることができる。

【0113】(1-5) 復調回路の構成

続いてこの項では復調回路83の構成について説明する。この復調回路83は、送信側においては所定の変調方式に応じて符号化ビットの数ビットをシンボルに割り当てるがその処理とは逆の処理を行うことにより符号化ビットを復元する。この復調回路83は、送信側で行う変調方式に応じてその構成が変更されるので、ここでは変調方式毎にその構成を説明する。

【0114】(1-5-1) QPSK変調に対応した復調回路の構成

送信側で行う変調方式がQPSK変調の場合には、復調回路83は、図12に示すように構成され、受信情報シンボル群S69として受けた各シンボルのI成分及びQ成分をそれぞれそのまま第1及び第2の軟判定ビット

(Soft DecisionBit) b1, b2として取り出し、当該第1及び第2の軟判定ビットb1, b2を復元した符号化ビット群S70として出力するようになされている。

【0115】(1-5-2) 8PSK変調に対応した復調回路の構成

送信側で行う変調方式が8PSK変調の場合には、復調回路83は、図13に示すように構成され、受信情報シンボル群S69として受けた各シンボルのI成分及びQ成分をそれぞれそのまま第1及び第2の軟判定ビットb1, b2として取り出すと共に、当該I成分及びQ成分に対して所定の演算処理を施すことにより第3の軟判定ビットb3を取り出すようになされており、その取り出した第1、第2及び第3の軟判定ビットb1, b2及びb3を復元した符号化ビット群S70として出力するようになされている。

【0116】この復調回路83においては、第3の軟判定ビットb3を取り出す場合、まずI成分及びQ成分をそれぞれ絶対値回路100, 101に入力する。絶対値回路100, 101はそれぞれI成分の絶対値S80, Q成分の絶対値S81を求め、これを減算器102に出力する。減算器102はこのI成分の絶対値S80からQ成分の絶対値S81を減算し、その差分値S82を演

算回路103に出力する。演算回路103はI成分とQ成分の差分値S82を例えば $1/\sqrt{2}$ 倍し、その演算結果を第3の軟判定ビットb3として出力する。かくしてこの復調回路83においては、このような処理により第1、第2及び第3の軟判定ビットb1、b2及びb3を簡易な構成で容易に得ることができる。

【0117】(1-5-3) 16QAM変調に対応した復調回路の構成

送信側で行う変調方式が16QAM変調の場合には、復調回路83は、図14に示すように構成され、受信情報シンボル群S69として受けた各シンボルのI成分及びQ成分をそれぞれそのまま第1及び第2の軟判定ビットb1、b2として取り出すと共に、当該I成分及びQ成分に対して所定の演算処理を施すことにより第3及び第4の軟判定ビットb3、b4を取り出すようになされており、その取り出した第1、第2、第3及び第4の軟判定ビットb1～b4を復元した符号化ビット群S70として出力するようになされている。

【0118】この復調回路83においては、第3及び第4の軟判定ビットb3、b4を取り出す場合、まずI成分及びQ成分をそれぞれ絶対値回路105、106に入力する。絶対値回路105、106はそれぞれI成分の絶対値S85、Q成分の絶対値S86を求め、これをそれぞれ減算器107、108に出力する。減算器107には信号レベルの判定閾値S87として例えば値「 $\sqrt{(2/5)}$ 」が入力されており、当該減算器107はI成分の絶対値S85から判定閾値S87を減算し、その演算結果を第3の軟判定ビットb3として出力する。同様に、減算器108には信号レベルの判定閾値S87が入力されており、当該減算器108はQ成分の絶対値S86から判定閾値S87を減算し、その演算結果を第4の軟判定ビットb4として出力する。

【0119】このようにこの復調回路83では、I成分及びQ成分の値をそのまま第1及び第2の軟判定ビットb1、b2とし、第3の軟判定ビットb3に関してはI成分の絶対値S85から判定閾値S87を減算することによって求め、第4の軟判定ビットb4に関してはQ成分の絶対値S86から判定閾値S87を減算することによつて求めるようにしたことにより、簡易な構成で容易に第1、第2、第3及び第4の軟判定ビットb1～b4を得ることができる。

【0120】(1-5-4) 64QAM変調に対応した復調回路の構成

送信側で行う変調方式が64QAM変調の場合には、復調回路83は、図15に示すように構成され、受信情報シンボル群S69として受けた各シンボルのI成分及びQ成分をそれぞれそのまま第1及び第2の軟判定ビットb1、b2として取り出すと共に、当該I成分及びQ成分に対して所定の演算処理を施すことにより第3、第4、第5及び第6の軟判定ビットb3～b6を取り出すよう

になされており、その取り出した第1ないし第6の軟判定ビットb1～b6を復元した符号化ビット群S70として出力するようになされている。

【0121】この復調回路83においては、第3ないし第6の軟判定ビットb3～b6を取り出す場合、まずI成分及びQ成分をそれぞれ絶対値回路110、111に入力する。絶対値回路110、111はそれぞれI成分の絶対値S90、Q成分の絶対値S91を求め、これをそれぞれ減算器112、113に出力する。減算器112には信号レベルの第1の判定閾値S92として例えば値「 $\sqrt{(8/21)}$ 」が入力されており、当該減算器112はI成分の絶対値S90から第1の判定閾値S92を減算し、その演算結果を第3の軟判定ビットb3として出力すると共に、当該演算結果を絶対値回路114に出力する。同様に、減算器113には第1の判定閾値S92が入力されており、当該減算器113はQ成分の絶対値S91から第1の判定閾値S92を減算し、その演算結果を第4の軟判定ビットb4として出力すると共に、当該演算結果を絶対値回路115に出力する。

【0122】絶対値回路114、115はそれぞれ第3の軟判定ビットb3の絶対値S93、第4の軟判定ビットb4の絶対値S94を求め、これをそれぞれ減算器116、117に出力する。減算器116には信号レベルの第2の判定閾値S95として例えば値「 $\sqrt{(2/21)}$ 」が入力されており、当該減算器116は第3の軟判定ビットb3の絶対値S93から第2の判定閾値S95を減算し、その演算結果を第5の軟判定ビットb5として出力する。同様に、減算器117には第2の判定閾値S95が入力されており、当該減算器117は第4の軟判定ビットb4の絶対値S94から第2の判定閾値S95を減算し、その演算結果を第6の軟判定ビットb6として出力する。

【0123】このようにこの復調回路83では、I成分及びQ成分の値をそのまま第1及び第2の軟判定ビットb1、b2とし、第3の軟判定ビットb3に関してはI成分の絶対値S90から第1の判定閾値S92を減算することによって求め、第4の軟判定ビットb4に関してはQ成分の絶対値S91から第1の判定閾値S92を減算することによって求め、第5の軟判定ビットb5に関しては第3の軟判定ビットb3の絶対値S93から第2の判定閾値S95を減算することによって求め、第6の軟判定ビットb6に関しては第4の軟判定ビットb4の絶対値S94から第2の判定閾値S95を減算することによって求めるようにしたことにより、簡易な構成で容易に第1ないし第6の軟判定ビットb1～b6を得ることができる。

【0124】(1-6) 動作及び効果

以上の構成において、受信装置42の場合には、4つのアンテナ44A～44Dによって送信装置41からの送信信号S30を独立に受信し、その結果得られる受信信

号S40～S43をそれぞれ受信信号処理部45に入力する。受信信号処理部45はこれらの受信信号S40～S43にそれぞれ所定の受信処理を施すことにより当該受信信号S40～S43から受信シンボル群S44～S47を取り出した後、その受信シンボル群S44～S47に対してそれぞれ高速フーリエ変換を施すことにより各シンボルが時間軸上に並ぶ受信シンボル群S48～S51を取り出す。

【0125】そして受信信号処理部45は情報シンボルIとパイロットシンボルPとからなる受信シンボル群S48～S51から情報シンボルIを取り出し、その情報シンボルIのみからなるシンボル群S65～S68を加算器82によって加算して合成することにより受信情報シンボル群S69を得、その受信情報シンボル群S69に復調処理及び復号化処理を施して情報ビット系列S72を復元する。このようにしてこの受信装置42では、複数のアンテナ44A～44Dによって受信した信号成分を加算することによってダイバーシチ受信を行うことにより、フェージングによる受信電力の落ち込みを回避して良好に通信を行うことができる。

【0126】ところで通信相手の送信信号S30と同じ周波数チャネルを使用して送信された送信信号S31が存在すると、アンテナ44A～44Dはこの送信信号S31も干渉波として受信することになる。この干渉波成分は情報シンボルIの信号成分に加えられ、通常の受信装置であればこの干渉波成分によって良好に情報ビット系列を復元し得なくなる。

【0127】しかしながらこの受信装置42の場合には、この干渉波成分を除去するような重み係数S61～S64を受信シンボル群S48～S51から抽出したパイロットシンボルPを基準にして求め、この重み係数S61～S64をそれぞれ情報シンボルIのシンボル群S56～S59に乗算することにより当該情報シンボルIのシンボル群S56～S59に含まれる干渉波成分を除去している。これによりこの受信装置42の場合には干渉波を受信したとしてもその干渉波成分を除去し得るので、情報ビット系列S72を正確に復元することができる。

【0128】重み係数S61～S64を算出する場合には、それぞれのアンテナ44A～44Dによって受信した受信シンボル群S48～S51からパイロットシンボルPを抽出し、そのパイロットシンボルPのみからなるシンボル群S52～S55をそれぞれ重み係数算出部72に入力する。重み係数算出部72はこの受信したパイロットシンボルPの他にも送信側で挿入したパイロットシンボルPそのものをパイロットシンボル発生回路73から受け、これらパイロットシンボルPどうしの期待値を全ての組み合わせで算出する。すなわち重み係数算出部72は、受信したパイロットシンボルPどうしの期待値e00～e33を算出すると共に、受信したパイロットシ

ンボルPと実際に送信されたパイロットシンボルP（すなわち受信したい理想のパイロットシンボル）との期待値d0～d3を算出する。そして重み係数算出部72はこれらの期待値e00～e33及びd0～d3を基に(1)式に示すような連立方程式を解いて重み係数W0～W3を算出し、これを重み係数S61～S64として出力する。

【0129】このようにして情報シンボルIの合間に挿入されたパイロットシンボルPから期待値e00～e33及びd0～d3を算出し、その期待値e00～e33及びd0～d3を基にした演算により重み係数S61～S64を算出するようにしたことにより、この受信装置42の場合には、演算処理による簡単な処理で重み係数S61～S64を算出し得、簡易な構成で容易に重み係数S61～S64を算出しえる。

【0130】またこの重み係数算出の原理は、上述した説明からも分かるように受信したパイロットシンボルPに重畠されている干渉波成分を期待値というパラメータによって把握することである。このためこの無線通信システム40では、送信する際に、パイロットシンボルPを情報シンボルIの先頭に付けるのではなく、当該パイロットシンボルPを情報シンボルIの合間に挿入している。これにより受信側では、干渉波の影響をスロット全体にわたってほぼ均一に把握し得、干渉波を除去する重み係数S61～S64をより正確に算出することができる。

【0131】以上の構成によれば、送信側ではパイロットシンボルPを情報シンボルIの合間に挿入してなる送信シンボルS35を送信し、受信側では複数のアンテナ44A～44Dによって受信した受信シンボルS48～S51からそれぞれパイロットシンボルPを抽出し、当該パイロットシンボルPを基に干渉波成分を最小にする重み係数S61～S64を算出してこれを受信した情報シンボルS56～S59に乗算するようにしたことにより、干渉波を受信した場合でも、受信した情報シンボルS56～S59から干渉波成分を除去し得、かくして送信された情報ビット系列S72を正確に復元することができる。

【0132】(2) 第2の実施の形態

上述の第1の実施の形態では、受信情報シンボル群S69から単に符号化ビット群S70を復元するだけの構成を説明したが、この第2の実施の形態においては、復元した符号化ビット群S70に対して伝送路の信頼性を反映させる構成の復調回路について説明する。

【0133】図16において、120は全体として第2の実施の形態による復調部を示し、上述した第1の実施の形態で説明した復調回路83に加えて、信頼性算出回路121、バツファ122及び乗算器123が新たに設けられている。この復調部120においては、まず加算器82から出力される受信情報シンボル群S69を復調

回路83と信頼性算出回路121に入力するようになされている。

【0134】復調回路83は第1の実施の形態で説明したものと同じ回路であり、入力される受信情報シンボル群S69に所定の復調処理を施して当該受信情報シンボル群S69から符号化ビット群S70を復元し、これを後段のパツファ122に出力する。パツファ122はファーストイン・ファーストアウト・パツファによって構成されており、入力される符号化ビット群S70の各軟判定ビットを順に内部の記憶領域に格納すると共に、その記憶した各軟判定ビットを後述する信頼性算出回路121の信号出力タイミングに同期して順に読み出して、後段の乗算器123に出力する。

【0135】信頼性算出回路121は、入力される受信情報シンボル群S69に基づいて、当該受信情報シンボル群S69のノイズ電力を算出し、この逆数値を受信情報シンボル群S69が送られてきたときの伝送路の信頼性を示す信頼性係数S100として乗算器123に出力する。乗算器123は、パツファ122から読み出された符号化ビット群S70の各軟判定ビットに対して信頼性係数S100をビット単位で乗算し、その結果得られる符号化ビット群S101を後段のスロット連結処理回路31に出力する。因みに、信頼性係数S100はノイズ電力の逆数値であることから、信頼性係数S100が乗算された後の符号化ビット群S101の信号レベルは受信情報シンボル群S69が送られてきたときの伝送路の信号対雑音電力比S/Nに応じたレベルとなる。

【0136】このようにしてこの復調部120では、受信情報シンボル群S69が送られてきたときの伝送路の信頼性を算出し、その信頼性を示す信頼性係数S100を符号化ビット群S70の各軟判定ビットに乗算するようにしたことにより、当該符号化ビット群S70の各ビットの信号レベルを伝送路の信頼性に応じたレベルに調整し得、符号化ビット群S70に伝送路の信頼性を反映し得る。従つてこのように伝送路の信頼性が信号レベルに反映された符号化ビット群S101を後段のビタビ復号化回路20に入力して復号化処理を行えば、ビタビ復号化回路20では、伝送路の信頼性を加味した上で最尤系列推定を行うことができ、一段と正確に情報ビット系列S72を復元することができる。

【0137】ここで信頼性算出回路121の構成を図17に示す。この図17に示すように、信頼性算出回路121においては、加算器82から供給される受信情報シンボル群S69を減算器125及び仮判定回路126に入力するようになされている。仮判定回路126は受信情報シンボル群S69として入力される各シンボルがどの信号点配置に位置するものか判定し、その判定位置を示すシンボルを判定シンボルS102として出力する。例えば送信側の変調方式がQPSK変調の場合には、受信したシンボルが図3に示した信号点配置のうちいずれ

に相当するものであるか判定し、その判定位置を示すシンボルを出力する。同様に、送信側の変調方式が8PSK変調や16QAM変調或いは64QAM変調の場合には、受信したシンボルが図4、図5又は図6に示した信号点配置のうちいずれに相当するものであるか判定し、その判定位置を示すシンボルを出力する。なお、仮判定回路126は、受信したシンボルから最も近い位置のシンボルを判定シンボルS102として出力する。

【0138】減算器125は受信情報シンボル群S69として入力されたシンボルから仮判定回路126から出力される判定シンボルS102を順に減算し、その減算値S103を二乗回路126に出力する。なお、判定シンボルS102は本来受信するべきシンボルであるので、減算器125から出力される減算値S103は受信したシンボルに重畳されたノイズ成分を示している。

【0139】二乗回路126は入力される減算値S103を順に二乗することにより各シンボルのノイズ電力を算出し、これをシンボル当たりのノイズ電力S104として累積加算器127に出力する。累積加算器127はこのノイズ電力S104を1シンボル群のシンボル数分だけ累積加算し（すなわち1スロット分累積加算する）、その結果得られる1スロット分のノイズ電力S105を逆数算出回路128に出力する。かくして逆数算出回路128によってこのノイズ電力S105の逆数値を算出して出力することにより、この信頼性算出回路121では、信頼性係数S100を算出するようになされている。

【0140】以上の構成において、この第2の実施の形態による復調部120では、受信した受信情報シンボル群S69から当該受信情報シンボル群S69に重畳されているノイズ成分の電力S105を算出し、このノイズ電力S105の逆数値を当該受信情報シンボル群S69が送られてきたときの伝送路の信頼性を示す係数として算出する。そして復調部120では、この信頼性を示す信頼性係数S100を受信情報シンボル群S69から復元した符号化ビット群S70の各ビットに乗算することにより、当該符号化ビット群S70の信号レベルを伝送路の信頼性に応じたレベルに調整する。

【0141】このように伝送路の信頼性に応じた信号レベルに調整された符号化ビット群S101を後段のビタビ復号化回路20で復号化すれば、伝送路の信頼性を加味した上で最尤系列推定を行うことができ、一段と正確に情報ビット系列S72を復元することができる。

【0142】以上の構成によれば、受信情報シンボル群S69からノイズ電力を算出して伝送路の信頼性を示す信頼性係数S100を算出し、これを受信した符号化ビット群S70に乗算するようにしたことにより、当該符号化ビット群S70の信号レベルを伝送路の信頼性に応じたレベルに調整し得、かくして伝送路の信頼性を加味した上で最尤系列推定を行い得ることから一段と正確に

情報ビット系列S72を復元し得る。

【0143】(3)他の実施の形態

(3-1) なお上述の実施の形態においては、情報シンボルIにパイロットシンボルPを挿入して生成した送信シンボル群S35を逆高速フーリエ変換回路51及び送信回路52を介して送信し、受信側では受信回路60～63及び高速フーリエ変換回路64～67を介して得た受信シンボル群S48～S51から情報シンボルS56～S59を抽出した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、送信シンボル群S35に差動変調を施して送信し、受信側では受信シンボル群S48～S51に対してそれぞれ差動復調を施した後、その受信シンボル群S48～S51から情報シンボルS56～S59を抽出するようにしても良い。この点について、以下に具体的に説明する。

【0144】図2との対応部分に同一符号を付して示す図18において、130は全体として送信装置を示し、この送信装置130の場合には、パイロットシンボルPを挿入した送信シンボル群S35を差動変調回路131に入力して当該送信シンボル群S35に差動変調を施すようになされている。差動変調回路131は、まず送信シンボル群S35を乗算器132に入力する。この乗算器132には遅延回路133を介して遅延した1シンボル分前のシンボルS109が入力されており、乗算器132はこの1シンボル前のシンボルS109と入力された送信シンボル群S35のシンボルとを複素乗算することにより当該送信シンボル群S35に対して差動変調を施し、その結果得られる送信シンボル群S110を逆高速フーリエ変換回路51及び上述した遅延回路133に出力する。この場合、1シンボル前のシンボルと入力されたシンボルとを複素乗算していることから、送信シンボル群S110として出力される各シンボル間の差に実際のシンボル情報が重畳されることになる。

【0145】かくしてこの送信装置130においては、このようにして差動変調を施した送信シンボル群S110に逆フーリエ変換を施して送信シンボル群S36を生成し、この送信シンボル群S36に所定の送信処理をすることにより送信信号S30を生成してこれを送信するようになされている。

【0146】一方、図9との対応部分に同一符号を付した図19に示すように、受信装置140においては高速フーリエ変換回路64～67の後にそれぞれ差動復調回路141～144を設け、この差動復調回路141～144によって受信シンボル群S48～S51に対して差動復調を施し、その結果得られる受信シンボル群S115～S118からそれぞれパイロットシンボルPと情報シンボルIを抽出するようになされている。

【0147】図20に示すように、差動復調回路141においては、高速フーリエ変換回路64から供給される受信シンボル群S48を遅延回路145及び乗算器14

6に入力するようになされている。乗算器146は、遅延回路145を介して遅延した1シンボル分前のシンボルS120の共役値と入力される受信シンボル群S48のシンボルとを複素乗算することにより当該受信シンボル群S48のシンボルに差動復調を施し、その結果得られる受信シンボル群S115を出力する。この場合、1シンボル前のシンボルの共役値を入力されるシンボルに複素乗算していることから、複素乗算によって1つ前のシンボルとの差分が取られ、その結果、差動復調処理が行われることになる。因みに、差動復調回路142～144も、この図20に示した差動復調回路141と同様の構成を有している。

【0148】かくしてこの受信装置140では、差動復調回路141～144によって受信シンボル群S48～S51に差動復調を施し、その結果得られる受信シンボル群S115～S118に第1の実施の形態と同様の処理を施して送信された情報ビット系列S72を復元するようになされている。

【0149】このようにして送信側で送信シンボルに差動変調を施し、受信側では受信シンボルに差動復調を施すようにすると、隣り合うシンボル間の差を取ることになるので、伝送路で周波数選択性フェージングが生じたとしても、シンボル間の差を取ることによりその周波数選択性フェージングによって受けた変動を小さくし得る。かくするにつき送信側で差動変調を行い、受信側で差動復調を行うようにしたことにより、周波数選択性フェージングが生じた場合でも、その影響を低減して情報ビット系列S72を正確に復元し得る。

【0150】(3-2) また上述の実施の形態においては、受信装置42に4つのアンテナ44A～44Dを設けてダイバーシチ受信した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、アンテナ数として少なくとも2つ以上あれば良い。因みに、各アンテナによって受信した受信信号に含まれるパイロットシンボルを基に干渉波成分を除去する重み係数を算出していることから、アンテナ数が多いほど、干渉波成分を精度良く除去し得ると思われる。また本発明をセルラー無線通信システムに適用する場合には、アンテナ数としては6本もあれば十分であり、3～6本程度が効果的かつ現実的な本数であると思われる。なお、セルラー無線通信システムとは、通信サービスを提供するエリアを所望の大きさのセルに分割して当該セル内にそれぞれ固定無線局としての基地局を設置し、移動無線局としての通信端末装置は自分が存在するセル内の基地局と無線通信するようになされた無線通信システムである。

【0151】(3-3) また上述の実施の形態においては、パイロットシンボルPを情報シンボルIの合間に等間隔で挿入した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、パイロットシンボルPを間隔的にランダムに挿入するようにしても良い。要は、情報シンボルIにパイ

ロットシンボルPを適当に分散させて挿入するようすれば上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0152】(3-4) また上述の実施の形態においては、振幅が「1」で位相が通信毎にランダムとなるパイロットシンボルPを情報シンボルIの合間に挿入するようにした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、例えば伝搬遅延が少ない環境であつて他の通信と同期が取れているような環境（具体例を上げれば、本発明をセルラー無線通信システムに適用し、各基地局間で時間的な同期が取れている場合）であれば、通信毎に直交関係にあるパイロットシンボルを予め決められている挿入位置に挿入するようにしても良い。このようにしてパイロットシンボルを規定しておけば、単にパイロットシンボルを通信毎にランダムにする場合に比してパイロットシンボルの数を減らすことができる。

【0153】(3-5) また上述の実施の形態においては、サブキャリアの本数を24本とした場合について述べたが、本発明はこれに限らず、サブキャリアの本数としてその他の本数であつても良い。

【0154】(3-6) また上述の実施の形態においては、符号化回路として畳み込み符号化回路5を使用し、復号化回路としてビタビ復号化回路20を使用した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、ターボコード等、その他の符号化を行う符号化回路や復号化回路を適用するようにしても良い。要は、送信側では系列間距離を大きくするような符号化を使用し、受信側では符号化ビット系列を最尤系列推定により復号化するような符号化／復号化方法を使用すれば、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0155】(3-7) また上述の実施の形態においては、送信シンボルS35を複数のサブキャリアによって構成される周波数チャネルを使用して送信した場合について述べた、本発明はこれに限らず、スロット毎に使用する周波数チャネルをランダムに変更する、いわゆる周波数ホッピングを行うようにすれば、干渉波を受信する確率を低減し得るので、干渉波の影響を回避する上では一段と効果的である。

【0156】(3-8) また上述の実施の形態においては、複数のサブキャリアに送信対象の情報を分散させて重複し、その複数のサブキャリアを送信する、いわゆるマルチキャリア方式の無線通信システムに本発明を適用した場合について述べたが、本発明はこれに限らず、TDMA方式等、その他の通信方式であつても、上述のように受信したパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出して当該干渉波成分を除去するようすれば、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0157】要は、受信装置において、情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことによ

り情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成された送信信号を、それぞれ受信する複数のアンテナ手段と、複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、受信信号処理手段から出力される符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元する復号化手段とを設けるようにすれば、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0158】同様に、無線通信システムにおいて、情報ビットに符号化処理を施して符号化ビットを生成する符号化手段と、符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成する変調手段と、情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成するパイロットシンボル付加手段と、送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより送信信号を生成し、当該送信信号を送信する送信手段とを送信装置に設けると共に、送信信号をそれぞれ受信する複数のアンテナ手段と、複数のアンテナ手段で受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによつて符号化ビットを復元する受信信号処理手段と、受信信号処理手段から出力される符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元する復号化手段とを受信装置に設けるようにすれば、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0159】さらに同様に、通信方法において、情報ビットから生成した符号化ビットに所定の変調処理を施すことにより情報シンボルを生成し、当該情報シンボルの合間に受信側で既知のパイロットシンボルを挿入することにより送信シンボルを生成し、当該送信シンボルに所定の送信処理を施すことにより生成した送信信号を送信し、受信側では、送信信号をそれぞれ複数のアンテナ手段で受信し、受信したそれぞれの受信信号からパイロットシンボルを抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情

報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去した後、当該情報シンボルを合成して受信情報シンボルを生成し、当該受信情報シンボルに所定の復調処理を施すことによって符号化ビットを復元し、当該符号化ビットに最尤系列推定を施して情報ビットを復元するようにすれば、上述の場合と同様の効果を得ることができる。

【0160】

【発明の効果】 上述のように本発明によれば、送信側で挿入したパイロットシンボルをそれぞれの受信信号から抽出し、抽出したそれぞれのパイロットシンボルを基に干渉波成分を最小にする重み係数を算出し、当該重み係数をそれぞれの受信信号から抽出した情報シンボルに乗算することにより当該情報シンボルに含まれる干渉波成分を除去するようにしたことにより、干渉波を受信した場合でも、受信信号に含まれる干渉波成分を容易に除去し得、かくして干渉波の影響を除去して送信された情報ビットを正確に復元することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明を適用した無線通信システムの構成を示すプロツク図である。

【図2】 本発明を適用した送信装置の構成を示すプロツク図である。

【図3】 QPSK変調の原理説明に供する信号点配置図である。

【図4】 8PSK変調の原理説明に供する信号点配置図である。

【図5】 16QAM変調の原理説明に供する信号点配置図である。

【図6】 64QAM変調の原理説明に供する信号点配置図である。

【図7】 パイロットシンボルの配置説明に供する略線図である。

【図8】 逆フーリエ変換後の送信シンボルの説明に供する略線図である。

【図9】 本発明を適用した受信装置の構成を示すプロツク図である。

【図10】 重み係数算出部の構成を示すプロツク図である。

【図11】 重み係数算出部の重み係数算出手順を示すフローチャートである。

【図12】 QPSK変調に対応した復調回路の構成を示すプロツク図である。

【図13】 8PSK変調に対応した復調回路の構成を示すプロツク図である。

【図14】 16QAM変調に対応した復調回路の構成を示すプロツク図である。

【図15】 64QAM変調に対応した復調回路の構成を示すプロツク図である。

【図16】 第2の実施の形態による復調回路の構成を示すプロツク図である。

【図17】 信頼性算出回路の構成を示すプロツク図である。

【図18】 他の実施の形態による送信装置の構成を示すプロツク図である。

【図19】 他の実施の形態による受信装置の構成を示すプロツク図である。

【図20】 差動復調回路の構成を示すプロツク図である。

【図21】 従来の無線通信システムの構成を示すプロツク図である。

【図22】 従来の送信装置の構成を示すプロツク図である。

【図23】 従来の受信装置の構成を示すプロツク図である。

【図24】 従来のパイロットシンボルの配置説明に供する略線図である。

【符号の説明】

1、40……無線通信システム、2、41、46、130……送信装置、3、42、140……受信装置、2A、3A、3B、43、44A～44D……アンテナ、4、45……受信信号処理回路、5……重み係数算出回路、6……インターリーブバッファ、7……スロット化処理回路、8……変調回路、9、50……パイロットシンボル付加回路、10、52……送信回路、20……ビタビ復号化回路、21、22、60～63……受信回路、23、27……伝送路推定回路、24、28……受信電力測定回路、30、83……復調回路、31……スロット連結処理回路、32……デインターリーブバッファ、51……逆高速フーリエ変換回路、64～67……高速フーリエ変換回路、72……重み係数算出部、73……パイロットシンボル発生回路、90……期待値算出部、91……計算部、120……復調部、121……信頼性算出回路、131……差動変調回路、141～144……差動復調回路。

【図1】

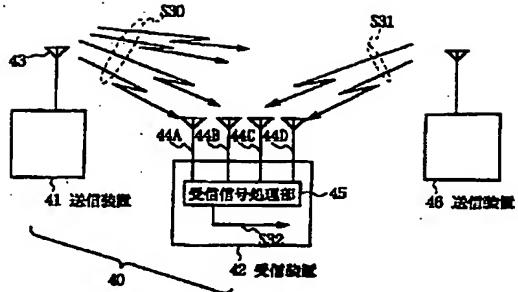


図1 無線通信システムの構成

【図3】

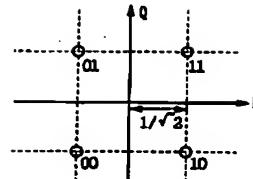


図3 QPSK変調の信号点

【図4】

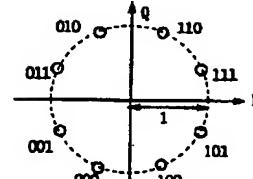


図4 8PSK変調の信号点

【図5】

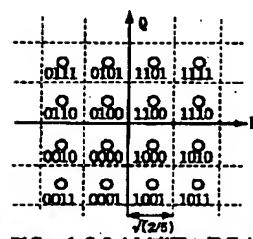


図5 16QAM変調の信号点

【図2】

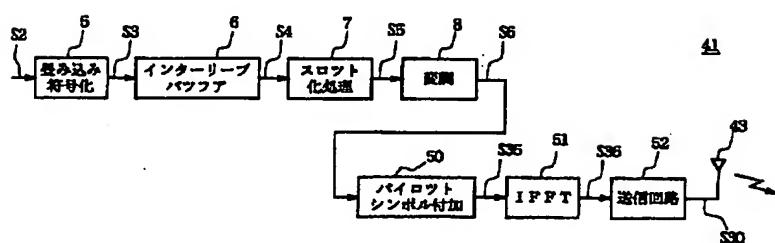


図2 送信装置の構成

【図7】

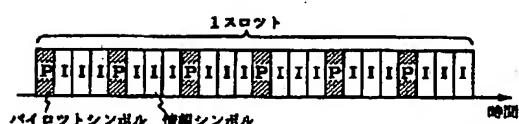


図7 パイロットシンボルの配置

【図8】



図8 逆フーリエ変換後の送信シンボル

【図12】

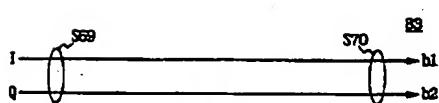


図12 QPSK変調に対応した復調回路

【図13】

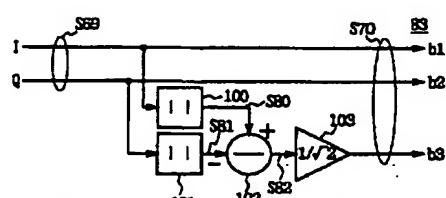


図13 8PSK変調に対応した復調回路

【図6】

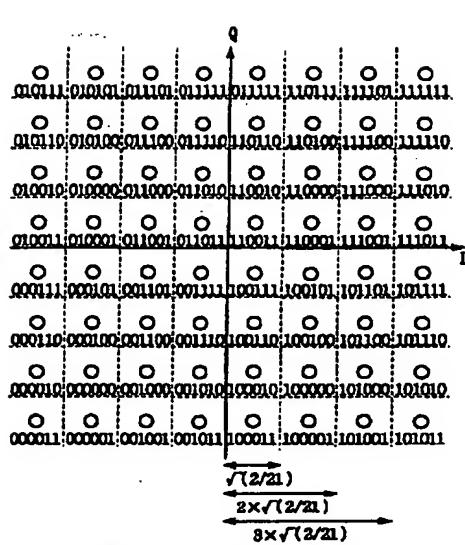


図8 64QAM変調の信号点

【図14】

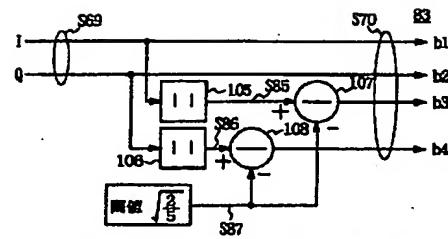


図14 16QAM変調に対応した復調回路

【図9】

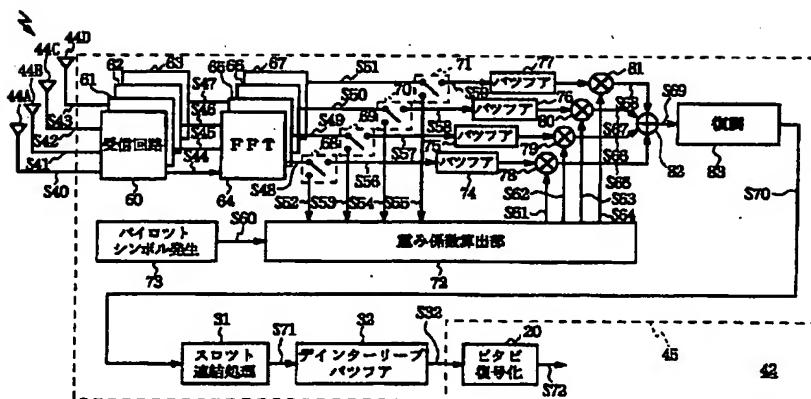
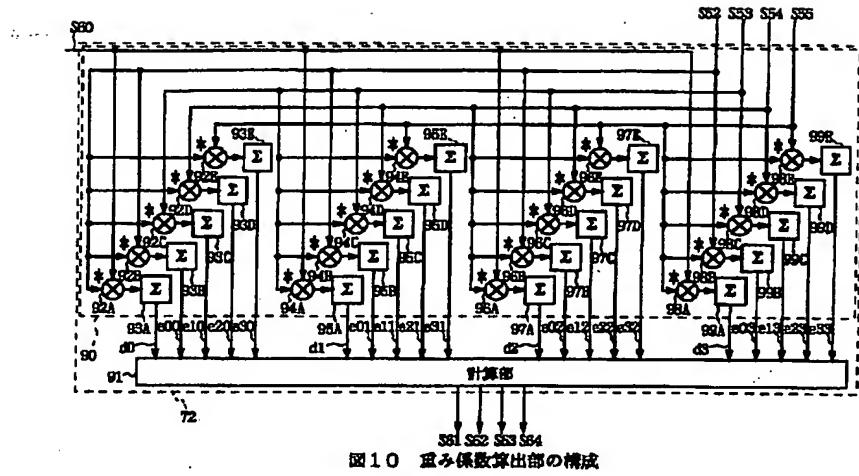


図9 受信装置の構成

〔図10〕



〔図11〕

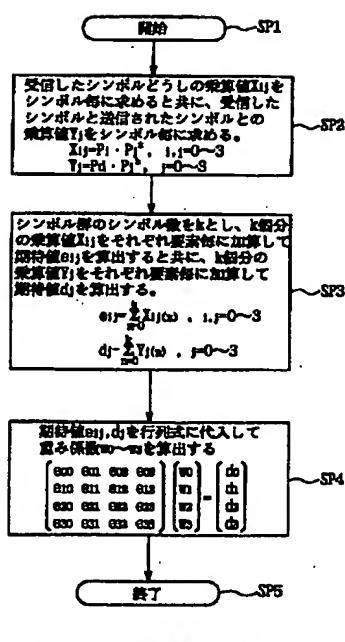


図1.1 重み係数算出手順

[図15]

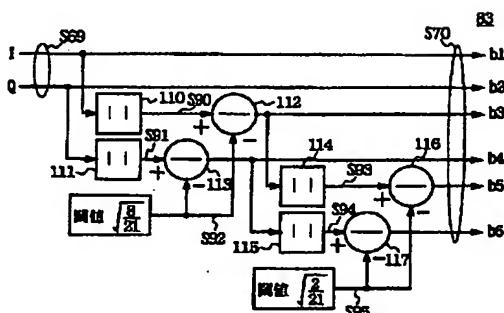


図15 64QAM変調に対応した復調回路

[図16]

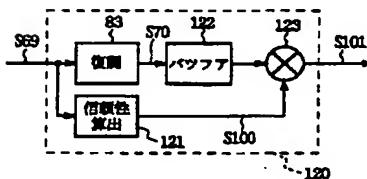


図16 第2の実施の形態による復調部

[图 17]

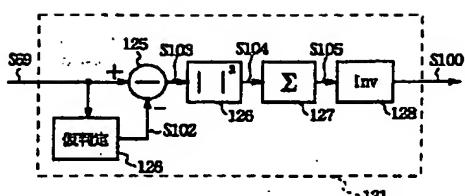


図17 信頼性算出回路の構成

【図20】

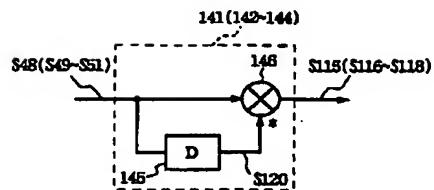


図20 差動復調回路の構成

[図18]

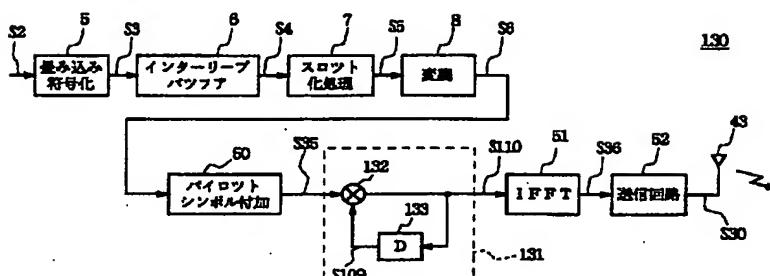


図1.8 他の実施の形態による送信範囲

[図19]

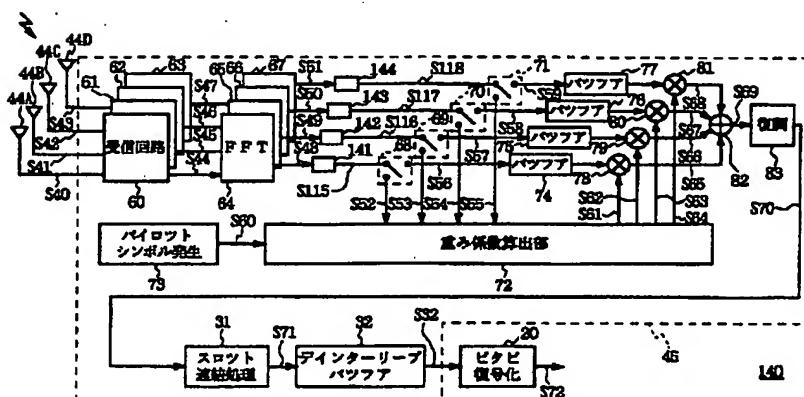


図19 他の実施の形態による受信装置

【図21】

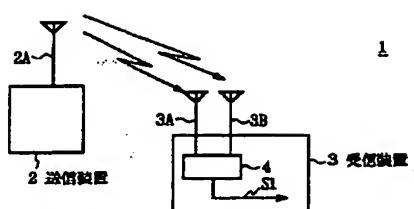


図21 従来の無線通信システムの構成

【図24】

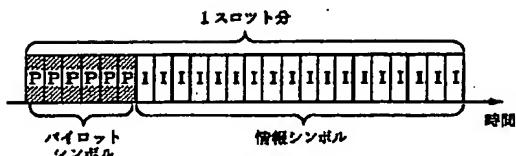


図24 従来のパイロットシンボルの配置

【図22】

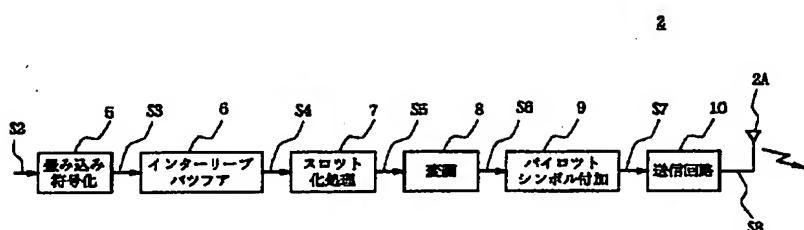


図22 従来の送信装置の構成

【図23】

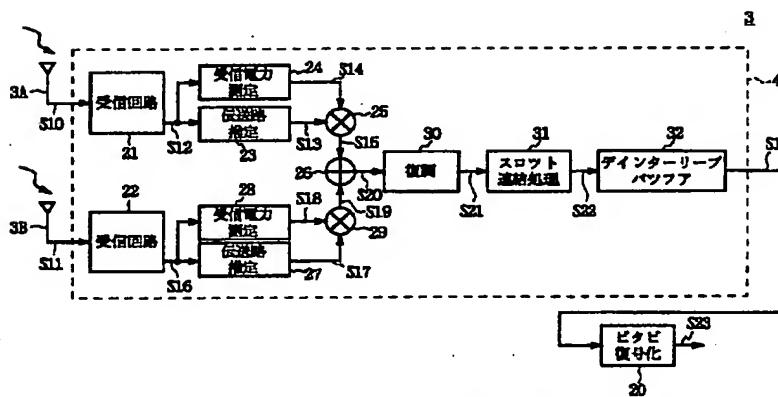


図23 従来の受信装置の構成